

⑯ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開
⑰ 公開特許公報 (A) 昭58-123365

⑮ Int. Cl.³
H 02 M 3/28

識別記号 廷内整理番号
6957-5H

⑯公開 昭和58年(1983)7月22日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 5 頁)

④高压電源装置

②特 願 昭57-3460

②出 願 昭57(1982)1月14日

②發明者 鈴木孝二

東京都大田区下丸子3丁目30番

2号キヤノン株式会社内

⑦出願人 キヤノン株式会社
東京都大田区下丸子3丁目30番
2号

⑧代理人 弁理士 加藤卓

明細書

1. 発明の名称

高压電源装置

2. 特許請求の範囲

(1) トランスを介して高圧出力を負荷に印加する高压電源装置において、前記トランス2次側で分圧された電圧と負荷電流に対する電圧とを検出する手段を設け、検出された分圧電圧に基づいて出力が一定になるように、また負荷電流の検出値に基づいて負荷電流が所定の範囲になるように前記トランスの1次側を夫々制御することにより出力電圧制御と負荷電流制御を行うことを特徴とする高压電源装置。

(2) 前記出力電圧制御は、前記トランスの1次側の印加電圧を連続的に制御することにより行い、前記負荷電流制御は、前記トランスの1次側への通電時間を制御することにより行われることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の高压電源装置。

(3) 前記検出された分圧電圧と比較される基準

電圧は、前記トランス2次側の基準側との差電圧が常に一定であるように構成されていることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の高压電源装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は高压電源装置に関し、特に複写機用定電圧出力高压電源装置に関する。

この種の高压電源装置は、昇圧トランスを介して高圧出力を負荷に印加するように構成されており、例えば複写機の高压帯電等に適用されている。この場合、感光ドラムや帶電器の絶縁強度一杯まで使用されることが多く、特に定電圧制御方式の場合には、出力電圧を一定に制御するため、放電その他で過負荷状態となつて、電子破壊を引き起したり、種々の安全規格を満足させることができなかつた。従つて、從来この種の定電圧出力高压電源装置に於ては、負荷短絡時の保護及び電流リミッタ機能として從来次のような方法がとられていた。例えば、高圧出力を負荷に印加するトランスの入力電圧に一定のリミッタを設け、トラン

自身の負荷特性を利用して過負荷時に出力電圧を低下させると共に出力高抵抗を挿入して電流制限を行つたり、出力電流を交流トランスで検出して入力電圧を制限していた。しかしながら、この方法の場合は、トランスのバラツキでリミッタ値にバラツキを生じたり電流制限用の電力損失が大きい等の欠点がある。また他の従来の方法としてトランスの1次側に電流リミッタを入れることが提案されているが、この方法でも出力電流が比較的小さい為検出精度そのものに難があつた。

本発明は上記の点に鑑みてなされたもので、電力損失の少い、且つ高精度な電流リミッタ機能を有する高圧電源装置を提供することを目的とし、本発明ではこの目的を達成するために、検出された分圧電圧に基づいて出力が一定になるように、また負荷電流の検出値に基づいて負荷電流が所定の範囲になるようにトランス1次側を夫々制御することを特徴としている。

以下、本発明の実施例を添付された図面と共に説明する。

れている。また、 T_1 はコンバータトランスで、このトランス T_1 と、タンク回路14にダイオード D_7 を介して接続されたトランジスタ Tr_4 により自励式スイッチングコンバータ16が構成されている。ここで、 R_{12} は抵抗、 C_5 はコンデンサである。 18 は整流ダイオード D_8 、出力抵抗 R_{13} から構成された整流回路で、この整流回路18の出力として得られる+7～+10KVの高圧直流が出力端子 P_3 を介して図示されない帶電器に給電される。また、20は減衰回路でトランス T_1 の出力を分圧抵抗 R_{14} 、 R_{15} により所定の分割比に減衰させる。ここで C_6 はコンデンサであり、 R_{16} は負荷電流に応じた電圧検知用の抵抗であり、 C_7 は分圧抵抗 R_{14} 、 R_{15} の分圧点とグランド間に接続されたコンデンサである。

今、出力電圧を $-V_0$ 、分圧抵抗 R_{14} 、 R_{15} の分圧比を m 、抵抗 R_{16} の端子電圧を V_R とすると、 $|V_0| > V_R$ なので、抵抗 R_{14} 、 R_{15} の分圧点の電圧は

$$-V_0/m + V_R \quad \dots \quad (1)$$

となり、この(1)式で示される検出電圧が前述した

第1図は、本発明に係る高圧電源装置の一実施例の回路図である。 OA_1 は差動増幅回路10を構成する演算増幅器で、後述する入力端子 P_1 からの基準入力と負荷電流に基づく検出電圧との加算値と、後述するトランス2次側の分圧電圧に応じた検出電圧の差動増幅を行う。ここで、 D_1 、 D_2 は保護用ダイオード、 R_1 、 R_2 、 R_3 は抵抗、 C_1 はコンデンサである。 12 は差動増幅回路10の出力を増幅するゲーリントン接続されたトランジスタ Tr_2 、 Tr_3 からなる増幅回路である。なお R_4 は演算増幅器 OA_1 の出力抵抗であり、増幅回路12において、 R_6 は抵抗、 D_5 、 D_6 はダイオード、 C_3 はコンデンサである。また、増幅回路12の入力段のトランジスタ Tr_2 のベースには、入力端子 P_2 からの基準入力と後述する負荷電流の検出値に基づいて動作するトランジスタ Tr_1 のコレクタが接続されている。ここで、 R_7 、 R_8 、 R_9 は抵抗、 D_3 、 D_4 はダイオードである。 14 は前述した増幅回路12の出力段のトランジスタ Tr_3 のエミッタに接続されたタンク回路で、抵抗 R_{10} 、コンデンサ C_4 から構成さ

演算増幅器 OA_1 の非反転入力端に供給される。

また、22は演算増幅器 OA_2 からなる増幅回路で、この演算増幅器 OA_2 の反転入力端には抵抗 R_{16} による検出電圧が供給される。ここで、 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{19} は抵抗、 D_9 、 D_{10} は保護用ダイオードである。また24はこの増幅回路22の出力段に接続された演算増幅器 OA_3 で構成されるコンバレータである。ここで、 R_{20} 、 C_8 は演算増幅器 OA_3 に並列に接続された抵抗及びコンデンサ、 R_{21} 、 R_{22} は演算増幅器 OA_3 への基準電圧を与える分圧抵抗、 R_{23} は入力抵抗である。この演算増幅器 OA_3 の出力端はコンデンサ C_7 、抵抗 R_{10} 及び抵抗 R_9 、ダイオード D_4 を介して前述したトランジスタ Tr_1 のベースに接続されている。また、26は演算増幅器 OA_4 から構成された増幅回路で、この演算増幅器 OA_4 の反転入力端には入力端子 P_1 から所定の基準電圧 V_0 が抵抗 R_{27} を介して供給されている。ここで R_{28} 、 R_{29} は抵抗である。

本発明の一実施例は上記のように構成されており、次にその動作について説明する。

特開昭58-123365(3)

入力端子 P_1, P_2 には所定の基準入力が印加されていると共に、出力端子 P_3 には帶電器等の負荷が接続されているものとする。抵抗 R_{10} による負荷電流に応じた検出電圧 V_R は演算増幅器 OA_2 で $-V_R$ に極性反転された後、演算増幅器 OA_4 で入力端子 P_1 に加えられた基準電圧と加算される。

今、各抵抗値を $R_{24} = R_{25} = R_{27}$ とすると、演算増幅器 OA_4 の出力電圧は

$$-V_g + V_R \quad \dots \quad (2)$$

となつて、演算増幅器 OA_1 の反転入力端に供給される。この時、演算増幅器 OA_1 の非反転入力端には、前述した(1)式で示される出力電圧に応じた検出電圧 $-V_g/m + V_R$ が供給されている。

従つて、演算増幅器 OA_1 は、前述した(1)式と(2)式の差電圧、即ち

$$V_g - V_g/m \quad \dots \quad (3)$$

を増幅して、この差電圧が零になるように增幅回路 1 2、タンク回路 1 4 を介して自励式スイッチングコンバータ 1 6 を制御することにより、コンバータトランジスタ T_1 の 1 次側電圧を制御する。これ

を遮断する。このトランジスタ Tr_1 のオンによりコンデンサ C_3 に充電されていた電荷は、 $D_4 - D_5, -R_3, -Tr_1$ の経路で放電されて、コンバータトランジスタ T_1 の印加電圧が低下して出力電圧が下がると、比較器 OA_3 の出力は再び反転してトランジスタ Tr_1 をオフする。このようにして、負荷インピーダンスが小さくなつて、負荷電流が $-V_g, R_{21}, R_{22}, R_{10}$ の値で決まるリミッタ値を越えようとすると、比較器 OA_3 の出力レベルの反転に伴いトランジスタ Tr_1 がオン。オフを繰返しながら、出力には若干のリップルを含みながらリミッタ値を保持する。負荷インピーダンスが所定の許容範囲内にあるときは、比較器 OA_3 の出力レベル 'H' とならないので、トランジスタ Tr_1 はオフでトランジスタ T_1 の 1 次側電圧は、演算増幅器 OA_1 の出力で制御される。

本発明の一実施例は上述したようであり、出力電圧を常に一定にする制御ループに、負荷インピーダンス上昇時の負荷電流に一定のリミッタをかける負荷電流制御ループを関連づけて構成しているので、非常に高精度なリミッタ機能を実現でき

る。出力電圧 V_o は常に一定に保たれることになる。

この時、出力端子 P_3 に接続された負荷インピーダンスが、許容範囲を越えて小さくなると、出力電流は負荷インピーダンスに逆比例して大きくなつていく。このことは、種々の安全規格を満足できないばかりでなく、コンバータトランジスタ T_1 自身の素子破壊を招く。従つて、この場合出力の動作電流の上限値は、安全規格で規定された値や、素子の熱強度の許容値に近く設定されることが多いので、負荷電流の高精度のリミッタが必要となる。

このように、負荷電流にリミッタをかけるために、抵抗 R_{10} で検出された負荷電流は、演算増幅器 OA_2 で逆転された後、演算増幅器 OA_3 で電源電圧 $-V_g$ を抵抗 R_{21}, R_{22} で分圧して得られた基準電圧と比較される。比較器として機能する演算増幅器 OA_3 に供給される負荷電流が所定の値を越えると出力レベルが 'L' から 'H' に反転しトランジスタ Tr_1 をオンさせ、演算増幅器 OA_1 の出力からコンバータトランジスタ T_1 の 1 次側給電回路の入力

を遮断する。これによつて帶電器の負荷インピーダンスの許容範囲が広がり出力電圧の設定範囲も広くとることが可能となつた。また、前述した従来例のように負荷に直列に高抵抗を接続する必要がないので、電力損失を少くすることができる。

なお上記実施例では、トランジスタ 1 次側と 2 次側との電位差が非常に大きいので、出力電圧検出信号及び負荷電流検出信号をアイソレーションして制御信号として使用することが望ましい。また、スイッチングコンバータ 1 6 は自励式ではなく、他励式でもよい。

第 2 図は本発明に係る高圧電源装置の他の実施例の回路図であり、第 1 図に示される実施例の演算増幅器 OA_1 に FET 入力の高入力インピーダンス増幅器を用いて回路を簡素化した例であり、第 1 図と同一符号は同一物を示し、その説明を省略する。この実施例によれば演算増幅器 OA_2 と OA_3 を演算増幅器 OA_4 からなる増幅回路 2 8 で置き換える。この演算増幅器 OA_4 に第 1 図の実施例と同じ値の回路常数値を有する抵抗、コンデンサを接続する

と共に、分圧抵抗 R_{14} , R_{15} の分圧値を更に高抵抗 R'_{21} , R'_{22} で分圧し、また入力端子 P_1 への基準電圧と負荷電流に基づく検出電圧加算用の演算増幅器 OA_4 を省略して構成している。

回路動作は第1図実施例と同様であるため省略するが、この実施例では減衰回路20の分圧抵抗 R_{14} , R_{15} 負荷電流検出用抵抗 R_{16} 及び抵抗 R'_{21} , R'_{22} の値を第2図に示されるように設定しておけば、負荷電流は負荷インピーダンスからみて最大1mAなので、抵抗 R_{16} の端子電圧は1V以下であるのに対して、出力電圧を例えば10KVとすると、抵抗 R_{14} , R_{15} の分割点の電圧は100Vと十分大きいので抵抗 R_{16} の端子電圧を無視することができる。また、負荷を通らない電流、即ち抵抗 R_{16} で検出できない電流も $100V/100M\Omega = 1\mu A$ と小さいので、これも十分無視できる。このため、この実施例によれば上述したように第1図に示される実施例に比べて回路構成を極めて簡単化できる。

本発明は上述したようであるため、電力損失が

少なく、高精度の電流リミッタ機能を有する定電圧出力の高圧電源装置を得ることができ、複写機の帶電器等に適用して極めてその効果は大である。

4. 図面の簡単な説明

第1図及び第2図は、本発明に係る高圧電源装置の一実施例及び他の実施例を示す回路図である。

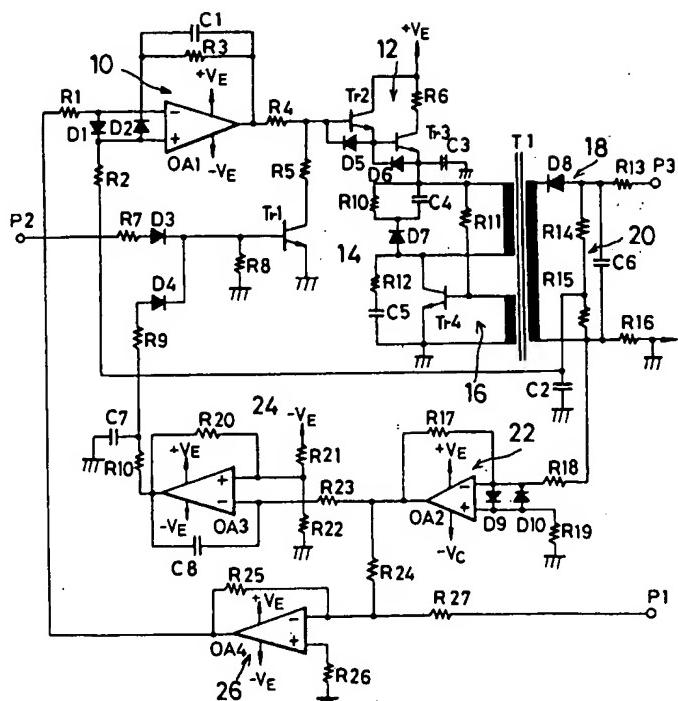
10…差動増幅回路 16…自励式スイッチ
グコンバータ 20…減衰回路

特許出願人 キヤノン株式会社

代理人 弁理士 加藤 順



第1図



第2図

